

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-021637

(43)Date of publication of application : 26.01.2001

(51)Int.Cl.

G01S 5/14
H04B 7/15
H04Q 7/34
H04B 1/707

(21)Application number : 11-192736

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 07.07.1999

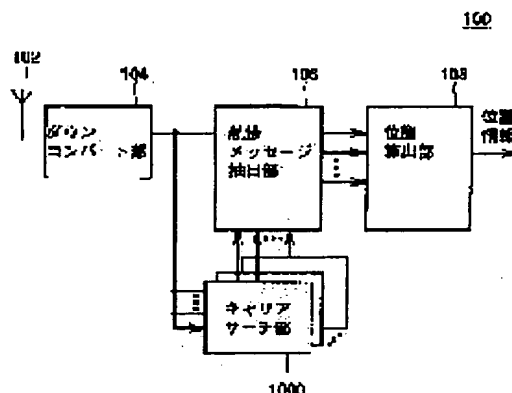
(72)Inventor : KAGEMOTO TETSUYA

(54) APPARATUS AND METHOD FOR MEASUREMENT OF POSITION

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a position measuring apparatus by which the search processing operation of a carrier can be reduced.

SOLUTION: A downconversion part 104 which receives a signal from a satellite so as to be converted into an intermediate-frequency signal and a carrier search part 1000 in which carrier waves in a received signal are searched on the basis of the output of the downconversion part 104 are provided at this position measuring apparatus 100. The carrier search part 1000 separates the received signal into an in-phase channel signal and an orthogonal channel signal, and it performs a real fast Fourier transform operation after it performs a spectrum back-diffusion processing operation. Regarding a signal which corresponds to 0 Hz out of respective frequency components, it is corrected by the sum total of the orthogonal channel component, and the frequency difference between a local carrier and carrier waves is found.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

*** NOTICES ***

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] Receive the signal from two or more satellites, and are a location measuring device for deriving positional information, and the signal from said two or more satellites is received. The output of the down convert section changed into a predetermined intermediate frequency signal and said down convert section is received. It has the carrier search section for searching the frequency of the subcarrier of the signal from said two or more satellites. Said carrier search section The carrier generation machine which generates an inphase local carrier signal and a rectangular local carrier signal, The inphase channel signaling corresponding to said inphase local carrier signal based on the signal from said down convert section, and the output of said carrier generation machine, The signal extract section which separates the rectangular channel signaling corresponding to said rectangular local carrier signal, and performs spectrum back-diffusion-of-electrons processing, The 1st and 2nd integrators with which only the reset time specified respectively in response to the fact that the output from said signal extract section performs integral processing, The store circuit holding two or more integral results calculated for said every reset time from said 1st and 2nd integrators, The delta-frequency count section for deriving the delta frequency of the carrier frequency contained in a signal from said down convert section and a local carrier frequency is included. Said delta-frequency count section i) It is based on the integral result corresponding to said inphase channel signaling in said store circuit. Perform fast-Fourier-transform processing and total of the integral result corresponding to said rectangular channel signaling in the ii aforementioned store circuit It considers as the imaginary part of a dc component among the frequency components by said fast Fourier transform. iii) Ask for the power about said each frequency component, and the frequency used as the max of said power is made into said delta frequency. Based on said delta frequency, the frequency of said local carrier which said carrier generation machine generates is updated. The location measuring device which extracts a navigation message from the signal from said two or more satellites based on the output of said carrier search section, including further the carrier search control section which searches the frequency of said subcarrier, and is further equipped with the positional information derivation section which derives positional information.

[Claim 2] Said signal extract section carries out multiplication to the signal from said down convert section, and said inphase local carrier which said carrier generation machine generates and said rectangular local carrier, respectively. The carrier multiplier which generates said inphase channel signaling and said rectangular channel signaling, The location measuring device containing the code multiplier which carries out the multiplication of the code generation machine which generates the code signal corresponding to the specific satellite of said two or more satellites, the output of said code generation machine, and said inphase channel signaling and said rectangular channel signaling, respectively according to claim 1.

[Claim 3] the location measuring device according to claim 2 which said frequency difference count section is the thing of a dc component which it is alike, respectively and is done for the multiplication of the predetermined multiplier among the frequency components by total and said fast Fourier transform of the integral result corresponding to said rectangular channel signaling in said store circuit, and amends the dc component of said fast Fourier transform.

[Claim 4] A carrier search control section is a location measuring device according to claim 2 which sets the frequency of said local carrier to the 1st presumed frequency which added said delta frequency to the carrier frequency which is generating said carrier generation machine, and the 2nd presumed frequency which subtracted said delta frequency from the carrier frequency which is generating said carrier generation machine based on the integral result from said 1st and 2nd integrators at the time of setting up said carrier frequency, respectively.

[Claim 5] The value of the sum of the square sum of the predetermined number of the integral result

corresponding to said inphase channel signaling in said storage means and the square sum of the predetermined number of the integral result corresponding to said rectangular channel signaling said frequency difference count section When a predetermined threshold is exceeded, it is based on the integral result corresponding to said inphase channel signaling in said store circuit. Perform fast-Fourier-transform processing and total of the integral result corresponding to said rectangular channel signaling in said store circuit The location measuring device according to claim 1 which asks for the power about said each frequency component as imaginary part of a dc component among the frequency components by said fast Fourier transform, and performs processing which makes the frequency used as the max of said power said delta frequency.

[Claim 6] Receive the signal from two or more satellites, and are a location measuring method for deriving positional information, and the signal from said two or more satellites is received. The step changed into a predetermined intermediate frequency signal, and said intermediate frequency signal, an inphase carrier signal and a rectangular carrier signal by carrying out multiplication The step which separates the inphase channel signaling corresponding to said inphase local carrier signal, and the rectangular channel signaling corresponding to said rectangular local carrier signal, The step which performs spectrum back-diffusion-of-electrons processing to said inphase channel signaling and said rectangular channel signaling, respectively, The step from which only the reset time specified, respectively performs integral processing, and obtains the 1st and 2nd integral results to said signal by which the spectrum back diffusion of electrons was carried out, The step which performs fast-Fourier-transform processing based on the integral result corresponding to said inphase channel signaling, The step which makes total of the integral result corresponding to said rectangular channel signaling the imaginary part of a dc component among the frequency components by said fast Fourier transform, and amends said dc component, The step which makes the frequency which asks for the power about said each frequency component, and serves as max of said power said delta frequency, The step which updates the frequency of said inphase carrier signal and a rectangular carrier signal, and searches the frequency of said subcarrier based on said delta frequency, The location measuring method which extracts a navigation message from the signal from said two or more satellites, and is equipped with the step which derives positional information based on said searched subcarrier.

[Claim 7] the location measuring method containing the step which the step which amends said dc component is the thing of a dc component which it is alike, respectively and is done for the multiplication of the predetermined multiplier among the frequency components by total and said fast Fourier transform of the integral result corresponding to said rectangular channel signaling, and amends the dc component of said fast Fourier transform according to claim 6.

[Claim 8] The location measuring method according to claim 6 further equipped with the step which judges whether the value of the sum of the square sum of the predetermined number of the integral result corresponding to said inphase channel signaling and the square sum of the predetermined number of the integral result corresponding to said rectangular channel signaling shifts processing to the step which performs said fast-Fourier-transform processing according to whether a predetermined threshold is exceeded after the step which obtains said 1st and 2nd integral results.

[Translation done.]

*** NOTICES ***

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the location measuring device for pinpointing a user's location based on the signal from a satellite.

[0002]

[Description of the Prior Art] In recent years, the location gaging system (following, GPS: Global Positioning System) which can be specified is put in practical use with high precision in the location of the user on ***** which receives the signal from a circumference satellite, and the earth. At the GPS receiver used in this GPS, a location is detected by receiving to coincidence the signal sent from two or more GPS Satellites.

[0003] A GPS Satellite carries out the multiplication of the pseudo-random code (1.023MHz, period of 1ms) which assigned uniquely the transmit data (50bps) called a navigation message, and was in it for every GPS Satellite, puts this on a carrier (a subcarrier, about 1.5GHz), and transmits a signal. Although the frequency of a carrier is common to all GPS Satellites, since the spread spectrum of the transmit data is carried out by the unique pseudo-random code, respectively, it does not produce interference.

[0004] In a GPS receiver, the sending signal from all GPS Satellites is received to coincidence, spectrum back-diffusion-of-electrons processing is performed for every signal of each GPS Satellite, and a navigation message is taken out. As for the number of the maximum satellites which processes to coincidence, eight to about 16 are common. By spectrum back-diffusion-of-electrons processing, the multiplication of the same pseudo-random code as that by which multiplication was carried out at the time of transmission by GPS generation is carried out to a carrier, and a correlation value is drawn by integrating with a multiplication result [fixed time amount]. Here, the time amount which performs the above-mentioned integral is 1 period extent (1ms) of a pseudo-random code.

[0005]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] Indefiniteness which is explained below, respectively exists about the pseudo-random code and carrier which carry out multiplication in spectrum back-diffusion-of-electrons processing.

[0006] (1) If the phase of the pseudo-random code by which is generated by the phase (2) carrier-frequency receiving inside of a plane of a pseudo-random code, and multiplication is carried out to a carrier signal does not suit to the signal spread by the carrier, a receiver cannot take out a navigation message from a carrier. Since prediction is difficult for the phase of a pseudo-random code, generally an indefinite field serves as a total phase of a pseudo-random code.

[0007] Moreover, the indefiniteness of a carrier frequency is produced by two causes, the Doppler effect by movement of a GPS Satellite, and the frequency error of the oscillator inside a receiver. Although the effect affect the carrier frequency of the Doppler effect is a maximum of 5kHz, the magnitude can be predicted and an indefinite field becomes smaller than 5kHz. About the error of an internal oscillator, the engine performance of an oscillator does effect greatly. When an oscillator with temperature compensation is used, an error is the order of 1kHz at the maximum, but when that is not right, the effect affect a carrier frequency is attained by a maximum of about 100kHz.

[0008] In the spectrum back-diffusion-of-electrons processing by the GPS receiver, it is necessary to search the two-dimensional whole indefinite field by the two above-mentioned indefiniteness until a navigation message is obtained. A search asks each searching point (determined by a specific pseudo-random code phase and the specific carrier phase) of every for a correlation value, and is performed by comparing the value with the threshold set up beforehand.

[0009] Spacing of a searching point is indispensable at 2 double less or equal of a gap of the max permitted in order to catch a signal, and is about 1kHz in a pseudo-random code phase at 0.5microsec extent and a carrier frequency. Therefore, if the indefinite field of a carrier frequency is 10kHz, the number of a searching point will be expressed by the following formulas.

$(1\text{ms} / 0.5\text{microsec})$ When the reset time in $x(10\text{kHz} / 1\text{kHz}) = 20,000$, therefore one searching point is set to 1msec, the search of a full-indefinite field will take about 20 seconds.

[0010] However, the error of the oscillation frequency (local oscillation frequency) of an internal oscillator is large, and if the indefinite field of a carrier frequency becomes large, the search time will also increase according to it.

[0011] Even if the error of a local oscillation frequency becomes large using a cheap oscillator without temperature compensation, there is an approach using FFT (Fast Fourier Transform: fast Fourier transform) as an approach for searching at a high speed. When FFT is used, it becomes possible to presume a true carrier frequency out of the frequency of the fixed range.

[0012] Only the point size of FFT to perform specifically accumulates the correlation value integrated with and calculated, and FFT is performed by considering those correlation values as an input. The phase of a pseudo-random code is in agreement, and a peak appears in the frequency which will hit the difference if the difference of a true carrier frequency and the frequency (local oscillation frequency) of an internal carrier is search within the limits of FFT, and a true carrier frequency can be presumed.

[0013] The range and precision of a frequency which can be searched by FFT become important by the approach using the above FFT. The range of the frequency which can be searched becomes so large that it is equal to a sample frequency and the reset time which calculates one correlation value is short.

[0014] Moreover, the precision of a search divides a sample frequency by the point size, and it improves, so that there are many point sizes. What is necessary is just to let time amount which divided 1msec of the inverse number by the point size be the reset time which calculates one correlation value, since about 1kHz is required as a search precision of a carrier frequency as above-mentioned.

[0015] For example, if a point size is set to 32, the reset time will be about 31microsec and the range of the frequency which can be searched by FFT of 1 time will be set to 32kHz.

[0016] If a point size is made to increase furthermore, the search range will spread, but on the property of a pseudo-random code, by the not much short reset time, since right correlation is not acquired, sensibility may get worse.

[0017] Drawing 6 is the outline block diagram showing the configuration of the carrier search section 2000 which performs the search of a carrier among the configurations of the conventional GPS receiver.

[0018] With reference to drawing 6, the 2-bit digital signal sampled with the A/D converter which carries out a down convert, and which is not illustrated to an about several MHz signal in the down convert section which does not illustrate an input signal is inputted into signal input port 10.

[0019] The local carrier generation machine 20 is the specified frequency, and generates the inphase carrier and the rectangular carrier with which the phase shifted 90 degrees mutually. The precision of the carrier to generate is 2 bits. The carrier multipliers 31 and 32 carry out the multiplication of an inphase carrier and the rectangular carrier to an input signal, respectively. The carrier multipliers 31 and 32 perform multiplication with a 2 bits input signal, a 2-bit inphase carrier, or a rectangular carrier, and output a 4-bit signal.

[0020] The code generation machine 40 generates the pseudo-random code corresponding to a GPS Satellite. The code multipliers 51 and 52 carry out the multiplication of the output from the carrier multipliers 31 and 32, and the pseudo-random code from the code generation machine 40, respectively.

[0021] The memory 70 with which integrators 61 and 62 integrate for a fixed period in response to the output from the code multipliers 51 and 52, respectively stores the integral result searched for with integrators 61 and 62.

[0022] The delta-frequency count section 80 is the procedure explained below, performs FFT based on the integral result stored in memory 70, and asks for the delta frequency of the carrier contained in an input signal, and the local carrier generated with the local carrier generation vessel 20.

[0023] The carrier search section 90 controls the local carrier frequency which the local carrier generation machine 20 generates based on the delta frequency for which it asked by the delta-frequency count section 80, and controls a carrier.

[0024] Below, actuation of the conventional carrier search section 2000 is explained. The sampling frequency of the A/D converter in the down convert section is 4.092MHz typically, and the local carrier generation section 20, the carrier multipliers 31 and 32, the code generation machine 40, the code multipliers 51 and 52, and integrators 61 and 62 operate with a 4.092 above-mentionedMHz clock.

[0025] The local carrier generation machine 20 outputs 2-bit inphase and a rectangular carrier for every cycle. The carrier multipliers 31 and 32 carry out the multiplication of a 2 bits input signal, a 2-bit inphase, or the rectangular carrier for every cycle, and output a 4-bit signal. The code generation machine 40 generates the 1-bit code corresponding to a specific GPS Satellite for every cycle. The code which the code generation machine 40 generates in each cycle expresses ± 1 , respectively.

[0026] For every cycle, the code multipliers 51 and 52 perform the multiplication of a 4 bits input and a 1-bit code, and output a 4-bit signal. The code multipliers 51 and 52 output a 4-bit input as it is, when a code is $+1$, and when a code is -1 , they reverse and output the sign of a 4-bit input.

[0027] The reset time of integrators 61 and 62 is about 31microsec (128 cycles). An integrator 61 and the accumulator in 62 are initialized by the beginning of an integral period 0, and integrators 61 and 62 add the 4-bit input to the accumulator for every cycle. At the last of an integral period, integrators 61 and 62 write the value of an accumulator in memory 70.

[0028] If 32 integral results of an inphase channel and a rectangular channel are stored in memory 70 at a time, respectively, the delta-frequency count section 80 will read those values, and will perform FFT. In activation of FFT, it considers, respectively that the integral result of an inphase channel and a rectangular channel is the real part and imaginary part of a time domain signal, and performs complex [of 32 points / FFT].

[0029] That is, when the integral result of an inphase channel and the integral result of a rectangular channel are n :natural number, $n=0$, and $(1, 2, \dots, 31)$, respectively, the signal of the frequency domain for which it asks is as follows. [$I(n)$, $Q(n)$, and]

[0030] $X(n) = \sum (I(k) + jQ(k)) \exp(-jkn/32)$

Here, j is an imaginary unit and \sum means taking the sums from $k=0$ to $k=31$ about k (all \sum is hereafter used in this semantics).

[0031] $X(0) - X(15)$ correspond to 0kHz - 15kHz, and, as for the signal of the frequency domain called for as mentioned above, $X(17) - X(31)$ correspond to -15kHz - -1kHz. The delta-frequency count section 80 calculates the square sum of real part and imaginary part for every frequency, in order to ask for the power in each frequency of the signal of the obtained frequency domain. That is, the power of each frequency is expressed with the following formulas.

[0032]

$P(n) = |X(n)|^2 = \{ \text{Re}(X(n)) \}^2 + \{ \text{Im}(X(n)) \}^2$ delta-frequency count section 80 When the maximum of the obtained power is over the fixed threshold, it considers that the frequency from which power became max is the frequency difference of the carrier of an input signal, and the local carrier generated inside the receiver, and the acquired frequency difference is transmitted to the carrier search section 90.

[0033] The carrier search section 90 adds the delta frequency called for in the delta-frequency count section 80 to the frequency setting value of the current carrier generation machine 20, and resets the carrier frequency which the carrier generation machine 20 generates.

[0034] In the conventional GPS receiver explained above, while a wide range frequency can be searched, there is a trouble that the load of processing of FFT is large. Since it must be repeated until the phase and carrier frequency of a pseudo-random code are in agreement, the search of a carrier performs FFT for every msec each time, when operating the configuration of the conventional GPS receiver on a typical frequency. When software performs the above processings, it means that CPU which has about several MIPS capacity is needed for such processing. Moreover, when searching to coincidence by two or more channels, CPU will be needed only several channel minutes.

[0035] Made in order that this invention may solve the above troubles, that purpose is offering the location measuring device which can mitigate processing of a search of a carrier.

[0036]

[Means for Solving the Problem] A location measuring device according to claim 1 receives the signal from two or more satellites. Are a location measuring device for deriving positional information, and the signal from two or more satellites is received. The output of the down convert section changed into a predetermined intermediate frequency signal and the down convert section is received. It has the carrier search section for searching the frequency of the subcarrier of the signal from two or more satellites. The carrier search section The carrier generation machine which generates an inphase local carrier signal and a rectangular local carrier signal, The inphase channel signaling corresponding to an inphase local carrier signal based on the signal from the down convert section, and the output of a carrier generation machine, The signal extract section which separates the rectangular channel signaling corresponding to a rectangular local carrier signal, and performs spectrum back-diffusion-of-electrons processing, The 1st and 2nd

integrators with which only the reset time specified respectively in response to the fact that the output from the signal extract section performs integral processing, The store circuit holding two or more integral results calculated for every reset time from the 1st and 2nd integrators, The delta-frequency count section for deriving the delta frequency of the carrier frequency contained in a signal from the down convert section and a local carrier frequency is included. The delta-frequency count section i) It is based on the integral result corresponding to the inphase channel signaling in a store circuit. Perform fast-Fourier-transform processing and total of the integral result corresponding to the rectangular channel signaling in ii store circuit Consider as the imaginary part of a dc component among the frequency components by the fast Fourier transform, and it asks for the power about iii each frequency component. Make the frequency used as the max of power into a delta frequency, and the frequency of the local carrier which a carrier generation machine generates is updated based on a delta frequency. Based on the output of the carrier search section, a navigation message is extracted from the signal from two or more satellites, including further the carrier search control section which searches the frequency of a subcarrier, and it has further the positional information derivation section which derives positional information.

[0037] A location measuring device according to claim 2 in the configuration of a location measuring device according to claim 1 in addition, the signal extract section Multiplication is carried out to the signal from the down convert section, and the inphase local carrier and the rectangular local carrier which a carrier generation machine generates, respectively. The carrier multiplier which generates inphase channel signaling and rectangular channel signaling, The code multiplier which carries out the multiplication of the code generation machine which generates the code signal corresponding to the specific satellite of two or more satellites, the output of a code generation machine, and inphase channel signaling and rectangular channel signaling, respectively is included.

[0038] a location measuring device according to claim 3 -- the configuration of a location measuring device according to claim 2 -- in addition, the frequency difference count section is the thing of a dc component which it is alike, respectively and is done for the multiplication of the predetermined multiplier among the frequency components by the total and the fast Fourier transform of an integral result corresponding to the rectangular channel signaling in a store circuit, and amends the dc component of a fast Fourier transform.

[0039] Based on the integral result from the 1st and 2nd integrators at the time of setting up a carrier frequency, respectively, the frequency of a local carrier is set to the 1st presumed frequency by which the location measuring device according to claim 4 added the delta frequency to the carrier frequency to which the carrier search control section is generating the carrier generation machine in addition to the configuration of a location measuring device according to claim 2, and the 2nd presumed frequency which subtracted the delta frequency from the carrier frequency which is generating the carrier generation machine.

[0040] A location measuring device according to claim 5 in the configuration of a location measuring device according to claim 1 in addition, the delta-frequency count section The value of the sum of the square sum of the predetermined number of the integral result corresponding to the inphase channel signaling in a storage means and the square sum of the predetermined number of the integral result corresponding to rectangular channel signaling When a predetermined threshold is exceeded, it is based on the integral result corresponding to the inphase channel signaling in a store circuit. Fast-Fourier-transform processing is performed, it asks for the power about each frequency component as imaginary part of a dc component among the frequency components according total of the integral result corresponding to the rectangular channel signaling in a store circuit to a fast Fourier transform, and processing which makes the frequency used as the max of power a delta frequency is performed.

[0041] A location measuring method according to claim 6 receives the signal from two or more satellites. By being a location measuring method for deriving positional information, receiving the signal from two or more satellites, and carrying out the multiplication of the step changed into a predetermined intermediate frequency signal, and an intermediate frequency signal, an inphase carrier signal and a rectangular carrier signal The step which separates the inphase channel signaling corresponding to an inphase local carrier signal, and the rectangular channel signaling corresponding to a rectangular local carrier signal, The step which performs spectrum back-diffusion-of-electrons processing to inphase channel signaling and rectangular channel signaling, respectively, The step from which only the reset time specified, respectively performs integral processing, and obtains the 1st and 2nd integral results to the signal by which the spectrum back diffusion of electrons was carried out, The step which performs fast-Fourier-transform processing based on the integral result corresponding to inphase channel signaling, The step which makes total of the integral result corresponding to rectangular channel signaling the imaginary part of a dc component among

the frequency components by the fast Fourier transform, and amends a dc component, The step which makes a delta frequency the frequency which asks for the power about each frequency component, and serves as max of power, Based on a delta frequency, the frequency of an inphase carrier signal and a rectangular carrier signal is updated, and it has the step which searches the frequency of a subcarrier, and the step which extracts a navigation message from the signal from two or more satellites based on the searched subcarrier, and derives positional information.

[0042] a location measuring method according to claim 7 -- the configuration of a location measuring method according to claim 6 -- in addition, the step which amends a dc component is the thing of a dc component which it is alike, respectively and is done for the multiplication of the predetermined multiplier among the frequency components by the total and the fast Fourier transform of an integral result corresponding to rectangular channel signaling, and contains the step which amends the dc component of a fast Fourier transform.

[0043] In addition to the configuration of a location measuring method according to claim 6, a location measuring method according to claim 8 is further equipped with the step which judges whether the value of the sum of the square sum of the predetermined number of the integral result corresponding to inphase channel signaling and the square sum of the predetermined number of the integral result corresponding to rectangular channel signaling shifts processing to the step which performs fast-Fourier-transform processing according to whether a predetermined threshold is exceeded after the step which obtains the 1st and 2nd integral results.

[0044]

[Embodiment of the Invention] [Gestalt 1 of operation] drawing 1 is an outline block diagram for explaining the configuration of GPS receiver 100 of the gestalt 1 of operation of this invention.

[0045] the signal from the antenna 102 with which GPS receiver 100 receives the signal from a GPS Satellite with reference to drawing 1, and an antenna 102 -- winning popularity -- a predetermined intermediate frequency -- for example The down convert section 104 changed into a several MHz intermediate frequency signal, Two or more carrier search sections 1000 in which each searches the carrier from a specific GPS Satellite in response to the signal from the down convert section 104, In response to the local carrier from the carrier search section 1000, it has the navigation message extract section 106 which extracts the navigation message from each GPS Satellite, and the location calculation section 108 which derives the positional information of the GPS receiver concerned in response to the navigation message from the navigation message extract section.

[0046] Drawing 2 is an outline block diagram for explaining the configuration of the carrier search section 1000 shown in drawing 1, and is drawing contrasted with drawing 6.

[0047] The point that the configuration of the carrier search section 1000 differs from the configuration of the conventional carrier search section 2000 The frequency count section 80 is replaced with the frequency count section 82 so that it may explain later. The carrier search control section 90 is replaced with the carrier search control section 92. And since the other points which are that actuation of integrators 61 and 62 has composition controlled by the carrier search control section 92 are the same as that of the configuration of the conventional carrier search section 2000, the same sign is given to the same part and the explanation is not repeated into it.

[0048] It is as follows when the outline of actuation of the carrier search section 1000 is explained below.

[0049] The sampling frequency of the A/D converter in the down convert section 102 shall also be 4.092MHz.

[0050] At this time, the local carrier generation section 20, the carrier multipliers 31 and 32, the code generation machine 40, the code multipliers 51 and 52, and integrators 61 and 62 operate with a 4.092 above-mentionedMHz clock.

[0051] The local carrier generation machine 20 outputs 2-bit an inphase and a rectangular carrier for every cycle. The carrier multipliers 31 and 32 carry out the multiplication of a 2 bits input signal, a 2-bit inphase, or the rectangular carrier for every cycle, and output a 4-bit signal. The code generation machine 40 generates the 1-bit code corresponding to a specific GPS Satellite for every cycle. The code which the code generation machine 40 generates in each cycle expresses ± 1 , respectively.

[0052] For every cycle, the code multipliers 51 and 52 perform the multiplication of a 4 bits input and a 1-bit code, and output a 4-bit signal. The code multipliers 51 and 52 output a 4-bit input as it is, when a code is +1, and when a code is -1, they reverse and output the sign of a 4-bit input.

[0053] The reset time of integrators 61 and 62 is about 31microsec (128 cycles). An integrator 61 and the accumulator in 62 are initialized by the beginning of an integral period 0, and integrators 61 and 62 add the

4-bit input to the accumulator for every cycle. At the last of an integral period, integrators 61 and 62 write the value of an accumulator in memory 70.

[0054] If 32 integral results of an inphase channel and a rectangular channel are stored in memory 70 at a time, respectively, the delta-frequency count section 80 will read those values, and will perform FFT.

[0055] In activation of FFT, it considers that the integral result of an inphase channel is the real part of a time domain signal, and real FFT of 32 points is performed.

[0056] That is, when the integral result of an inphase channel and the integral result of a rectangular channel are n : natural number, $n=0$, and $(1, 2, \dots, 31)$, respectively, the signal of the frequency domain for which it asks is as follows. $[I(n), Q(n), \text{and}]$

[0057]

$$X(n) = \sum I(k) \exp(-jkn/32) \quad (1)$$

Here, the signal component contained in $XC(n)$ will consider below how it appears as a signal of a frequency domain by count of a formula (1) as $XC(n) = I(n) + jQ(n)$. Supposing $XC(n)$ is the sine wave of an initial phase θ on a frequency ω (kHz), $XC(n)$ and $I(n)$ are expressed as follows.

[0058]

$$XC(n) = A \exp(j(\omega n/32 + \theta)) \quad (2)$$

$$I(n) = A/2 \{ \exp(j(\omega n/32 + \theta)) + \exp(-j(\omega n/32 + \theta)) \} \quad (3)$$

If this formula (3) is substituted for a formula (1) $X(n) = 16A [\sum \{ \exp(j(k(\omega - n)/32 + \theta)) + \exp(-j(k(\omega + n)/32 + \theta)) \}] \quad (4)$

Whenever it considers the case where ω is an integer here, the sum about k of the 2nd term of a formula (4) is 0 at the time of $n \neq 0$.

[0059] On the other hand, the sum of the 1st term is always set to 0 at the time of $\omega \neq n$. That is, when it collects, the value of a formula (4) is as follows.

[0060]

i) At the time of $\omega = 0$ $X(0) = 32A \cos \theta \quad (5)$

$$X(n) = 0 \quad (n = 1, 2, \dots, 31) \quad (6)$$

ii) At the time of $\omega \neq 0$ $X(n) = 16A (\exp(j\theta)) \quad (n = \omega) \quad (7)$

$$X(n) = 0 \quad (n \neq \omega) \quad (8)$$

Therefore, the power of the frequency component of n (kHz) as a result of real FFT in $\omega = n$ is as follows.

$$[0061] P(0) = 1024A^2 \cos^2 \theta \quad P(n) = 256A^2 \quad (n \neq 0)$$

That is, in the case of $\omega = 0$, it will restrict, and the power which appears in 0kHz will be dependent on the initial phase of $XC(n)$.

[0062] In order to amend this, the following formulas define Q_0 first.

$$Q_0 = \sum Q(k) = 32A \sin(\omega/32 + \theta)$$

this Q_0 -- using -- $X'(0) =$ -- when one half $\{X(0) + jQ_0\}$ will be used instead of $X(0)$, the power of the frequency component of 0 (kHz) as a result of real FFT is as follows.

[0063]

$$X'(0) = 16A (\exp(j\theta)) \quad (\omega = 0)$$

$$X'(0) = 0 \quad (\omega \neq 0)$$

That is, also in $\omega = 0$, unlike the case of the above-mentioned formula (5) and (6), the same power as the formula in $\omega \neq 0$ (7) and (8) will appear in the frequency equivalent to $n = \omega$.

[0064] Drawing 3 is actuation of the carrier search section 1000 of the gestalt 1 of operation, and a flow chart for explaining actuation of the frequency difference count section 82 and the carrier search control section 92 especially.

[0065] First, only the predetermined number (for example, 32 pieces) stores in memory 70 the result which only the number of predetermined cycles (for example, 128 cycles) integrated with the result of having integrated the code to the product of an input signal and a rectangular local carrier as a result of integrating a code to the product of an input signal and an inphase local carrier (step S100).

[0066] The frequency count section 82 considers that 32 integral results of an inphase channel are the real part of a time domain signal, and performs real FFT of 32 points (step S103).

[0067] Next, it asks for total of 32 integral results of a rectangular channel (step S104).

[0068] The total for which it asked at step S104 is added to the 0kHz component of the FFT result searched for by (1) as imaginary part (step S106).

[0069] The multiplication of one half is carried out to the 0kHz component obtained at step S106 (step S108).

[0070] It asks for the power of each 0-15kHz signal based on the FFT component amended as mentioned above (step S110).

[0071] It asks for frequency Δf from which power serves as max based on the power obtained at step S110 (step S112).

[0072] The delta-frequency count section 82 sends frequency Δf of power max obtained as mentioned above to the carrier search control section 92. Based on the current frequency f_c of frequency Δf given from the frequency count section 82, and the local carrier which the carrier generation machine 20 generates, the carrier search control section 92 is the following, and makes and determines two frequencies f_{c+} and f_{c-} which newly search (step 116).

[0073] $f_{c+} = f_c + \Delta f$, $f_{c-} = f_c - \Delta f$ -- here, when real FFT is used for presumption of a frequency in this way, two estimate is used because the sign of a delta frequency becomes unfixed unlike complex [FFT].

[0074] If the above estimate is obtained, the carrier search control section 92 will control the carrier generation machine 20 and integrators 61 and 62, and will ask for the true carrier frequency of an input signal so that it may explain below (step S118).

[0075] According to control of the carrier search control section 92, the carrier generation machine 20 starts an oscillation on the frequency judged to be the carrier frequency (true frequency) of a received wave (step S120).

[0076] Drawing 4 is a flow chart for explaining in more detail the processing (step 118) which the carrier search section 92 performs.

[0077] First, the carrier search section 92 is set as f_{c+} as a local carrier frequency which the carrier generation machine 20 generates (step S202). Next, the carrier search section 92 changes the integral period of integrators 61 and 62 for example, into 1msec (step 204). By lengthening an integral period, it becomes possible to raise the sensitometry of the delta frequency of the updated local carrier frequency and the carrier frequency of a received wave.

[0078] If every one integral result is stored in memory 70 from integrators 61 and 62, respectively, the delta-frequency count section 82 will read those integral results, and will ask for those square sums (step S206).

[0079] Next, the carrier search control section 92 is set as f_{c-} as a local carrier frequency which the carrier generation machine 20 generates (step S208).

[0080] If every one integral result is stored in memory 70 from integrators 61 and 62, respectively, the delta-frequency count section 82 will read those integral results, and will ask for those square sums (step S210).

[0081] The delta-frequency count section 82 compares the square sum of the integral result from integrators 61 and 62 at the time of setting up two frequencies f_{c+} and f_{c-} , respectively (step S212), when the value of the larger one is over the fixed threshold, it judges (step S214) and the frequency at that time to be true frequencies, and it outputs the frequency to the carrier search control section 92.

[0082] The carrier search control section 92 sets up anew the frequency received from the delta-frequency count section 82 as an oscillation frequency of the carrier generation machine 20 (step S216).

[0083] On the other hand, when neither of the square sums is over the threshold, (step S214) and the carrier search control section 92 reset the frequency f_c of a basis as the carrier generation machine 20, and set the integral period of integrators 61 and 62 as 31microsec again (step S218).

[0084] The throughput of delta-frequency count is reducible because the carrier search control section 92 controls integrators 61 and 62 and the carrier generation machine 20 and performs the above processings.

[0085] For example, when 32-bit embedded-type micro PUROSSESSA is used for processing of frequency difference count, with the configuration of conventional GPS receiver 2000, the throughput for performing complex [of 32 points / FFT] for every msec is about 3.2MIPS. On the other hand, in GPS receiver 1000 of the gestalt 1 of operation, throughput is reducible to about 1.7MIPS by replacing complex [FFT] by real FFT.

[0086] This is the throughput per [which searches to coincidence] GPS Satellite, for example, when it applies to the receiver which searches to eight-piece coincidence, it can reduce about 26MIPS throughput to about 14MIPS.

[0087] [Gestalt 2 of operation] drawing 5 is actuation of the carrier search section 1000 of the gestalt 2 of operation of this invention, and a flow chart for explaining actuation of the frequency difference count section 82 and the carrier search control section 92 especially.

[0088] The configuration of the GPS receiving set of the gestalt 2 of operation is the same as the configuration of the GPS receiving set 1000 of the gestalt 1 of operation fundamentally. However, it differs from actuation of the GPS receiving set 1000 of the gestalt 1 of operation in that the delta-frequency count section 82 performs processing to steps S101-S102 shown in drawing 5.

[0089] That is, the frequency difference count section 82 calculates those total power by the following formulas, after reading 32 integral results corresponding to an inphase channel, and 32 integral results corresponding to a rectangular channel from memory 70 (step S101).

[0090]

$$P0 = \sigma \{ (I(k))^2 + (Q(k))^2 \}$$

Continuing, the frequency count section 82 judges whether the value of this total power P0 exceeds the threshold to the total predetermined power (step S102).

[0091] When the total power P0 exceeds a predetermined threshold, processing progresses to subsequent steps like the gestalt 1 of operation.

[0092] On the other hand, when the total power P0 does not exceed a predetermined threshold, in order that the frequency difference count section 82 may stand by until every 32 integral results of an inphase channel and a rectangular channel are again stored in memory 70, processing returns to step S100.

[0093] Such processing steps S101-S102 are added for using that the value of the total power P0 becomes small from the property of a pseudo-random code, when the phase of the code which the code generation machine 40 generates is not in agreement with the phase of the code contained in an input signal. Only when possibility that the phase of a code is in agreement by considering as such a configuration in addition to the effectiveness that GPS receiver 1000 of the gestalt 1 of operation does so is high, it is possible by performing future processings to reduce the whole throughput further.

[0094] It should be thought that the gestalt of the operation indicated this time is [no] instantiation at points, and restrictive. The range of this invention is shown by the above-mentioned not explanation but claim, and it is meant that all modification in a claim, equal semantics, and within the limits is included.

[0095]

[Effect of the Invention] A location measuring device according to claim 1 to 4 can reduce the throughput of delta-frequency count by performing real fast-Fourier-transform processing.

[0096] Since a location measuring device according to claim 5 starts processing after evaluating coincidence of the phase of an input signal and the code signal to generate beforehand, in addition to the effectiveness that a location measuring device according to claim 1 does so, it can reduce the throughput of delta-frequency count further.

[0097] Claim 6 and a location measuring method given in seven can reduce the throughput of delta-frequency count by performing real fast-Fourier-transform processing.

[0098] Since a location measuring method according to claim 8 starts processing after evaluating coincidence of the phase in spectrum back-diffusion-of-electrons processing beforehand, in addition to the effectiveness that a location measuring method according to claim 6 does so, it can reduce the throughput of delta-frequency count further.

[Translation done.]

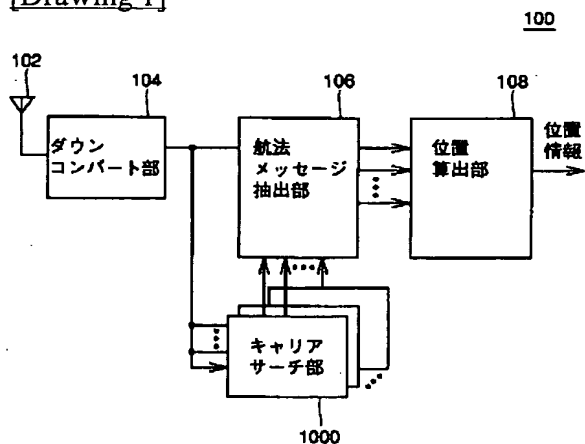
* NOTICES *

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

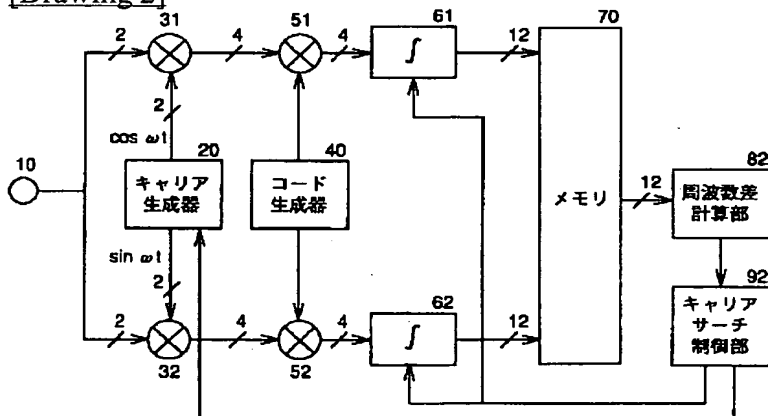
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

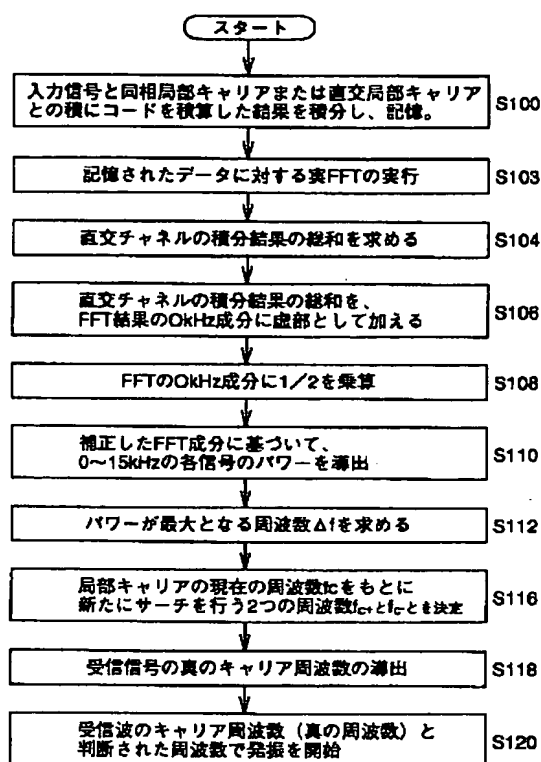
[Drawing 1]



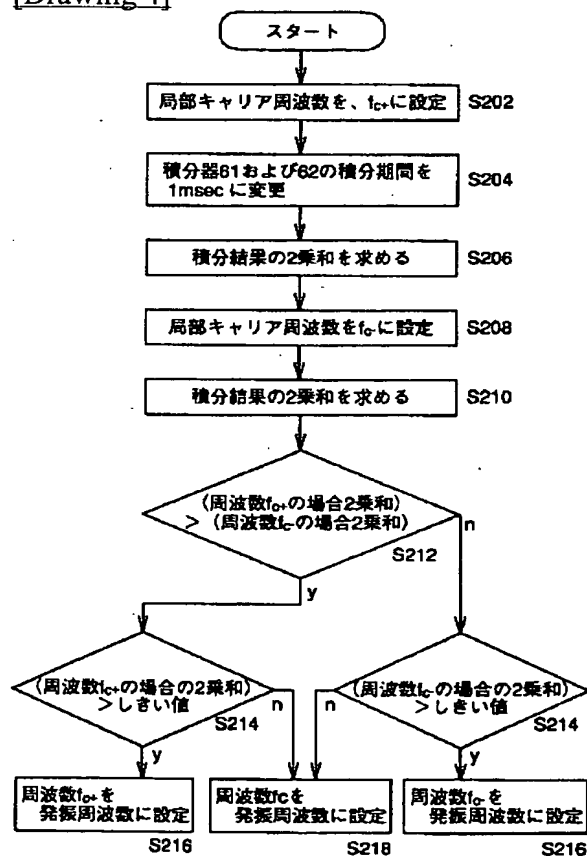
[Drawing 2]



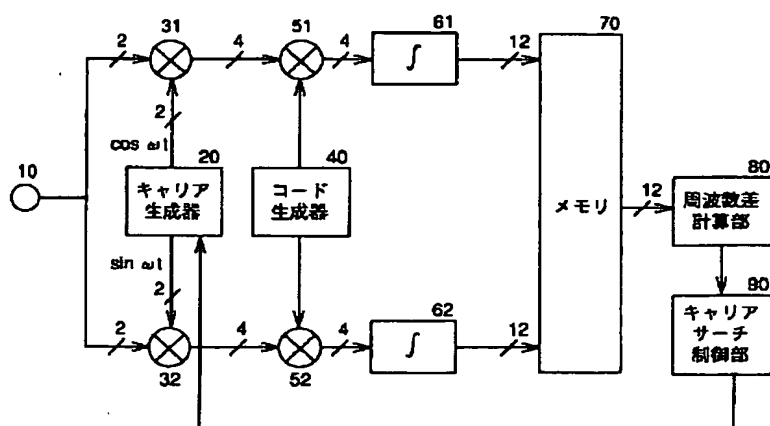
[Drawing 3]



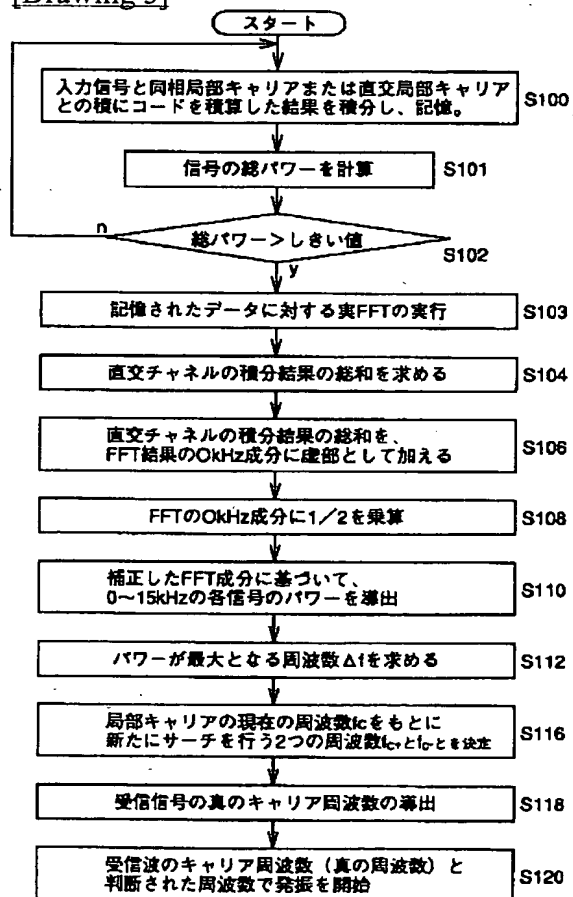
[Drawing 4]



[Drawing 6]



[Drawing 5]



[Translation done.]

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-021637

(43)Date of publication of application : 26.01.2001

(51)Int.Cl.

G01S 5/14
H04B 7/15
H04Q 7/34
H04B 1/707

(21)Application number : 11-192736

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 07.07.1999

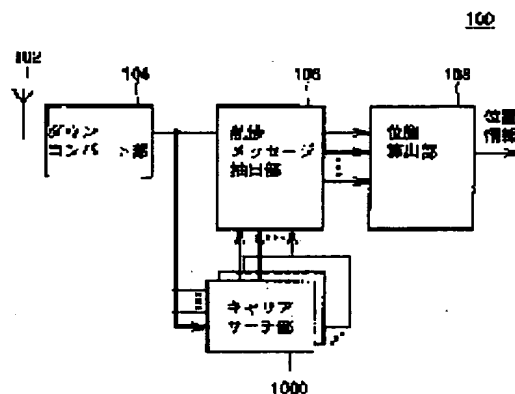
(72)Inventor : KAGEMOTO TETSUYA

(54) APPARATUS AND METHOD FOR MEASUREMENT OF POSITION

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a position measuring apparatus by which the search processing operation of a carrier can be reduced.

SOLUTION: A downconversion part 104 which receives a signal from a satellite so as to be converted into an intermediate-frequency signal and a carrier search part 1000 in which carrier waves in a received signal are searched on the basis of the output of the downconversion part 104 are provided at this position measuring apparatus 100. The carrier search part 1000 separates the received signal into an in-phase channel signal and an orthogonal channel signal, and it performs a real fast Fourier transform operation after it performs a spectrum back-diffusion processing operation. Regarding a signal which corresponds to 0 Hz out of respective frequency components, it is corrected by the sum total of the orthogonal channel component, and the frequency difference between a local carrier and carrier waves is found.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's

decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-21637

(P2001-21637A)

(43) 公開日 平成13年1月26日 (2001.1.26)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード(参考)
G 0 1 S 5/14		G 0 1 S 5/14	5 J 0 6 2
H 0 4 B 7/15		H 0 4 B 7/15	Z 5 K 0 2 2
H 0 4 Q 7/34		7/26	1 0 6 A 5 K 0 6 7
H 0 4 B 1/707		H 0 4 J 13/00	D 5 K 0 7 2

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平11-192736

(22) 出願日 平成11年7月7日 (1999.7.7)

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 影本 哲哉

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(74) 代理人 100064746

弁理士 深見 久郎 (外3名)

Fターム(参考) 5J062 CC07 DD15

5K022 DD01 DD33 EE02 EE32

5K067 AA42 DD17 GG11 JJ11 JJ56

5K072 AA19 BB13 DD03 DD11 FF12

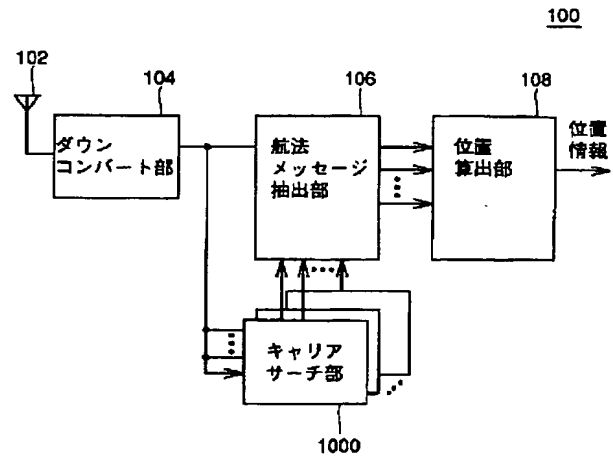
FF20 GG13

(54) 【発明の名称】 位置測定装置および位置測定方法

(57) 【要約】

【課題】 キャリアのサーチの処理を軽減することが可能な位置測定装置を提供する。

【解決手段】 位置測定装置100は、衛星からの信号を受けて、中間周波数信号に変換するダウンコンバート部104と、ダウンコンバート部104の出力に基づいて、受信信号中の搬送波をサーチするキャリアサーチ部1000とを備える。キャリアサーチ部1000は、受信信号を同相チャネル信号と直交チャネル信号に分離し、スペクトル逆拡散処理を行なった後に、実高速フーリエ変換を行なう。各周波数成分のうち、0 Hzに相当する信号については、直交チャネル成分の総和で補正をおこなって、局部キャリアと搬送波との周波数差をもとめる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数の衛星からの信号を受信して、位置情報を導出するための位置測定装置であって、前記複数の衛星からの信号を受信して、所定の間周波数信号に変換するダウンコンバート部と、前記ダウンコンバート部の出力をうけて、前記複数の衛星からの信号の搬送波の周波数をサーチするためのキャリアサーチ部とを備え、前記キャリアサーチ部は、同相局部キャリア信号および直交局部キャリア信号を生成するキャリア生成器と、前記ダウンコンバート部からの信号と前記キャリア生成器の出力とに基づいて、前記同相局部キャリア信号に対応する同相チャネル信号と、前記直交局部キャリア信号に対応する直交チャネル信号とを分離し、スペクトル逆拡散処理を行なう信号抽出部と、前記信号抽出部からの出力をそれぞれ受けて、指定される積分時間だけ積分処理を行なう第1および第2の積分器と、前記第1および第2の積分器から前記積分時間ごとに演算される複数の積分結果を保持する記憶回路と、前記ダウンコンバート部からの信号に含まれるキャリア周波数と、局部キャリア周波数との周波数差を導出するための周波数差計算部とを含み、前記周波数差計算部は、
i) 前記記憶回路中の前記同相チャネル信号に対応する積分結果に基づいて、高速フーリエ変換処理を行ない、
ii) 前記記憶回路中の前記直交チャネル信号に対応する積分結果の総和を、前記高速フーリエ変換による周波数成分のうち直流成分の虚部とし、
iii) 前記各周波数成分についてのパワーを求め、前記パワーの最大となる周波数を前記周波数差とし、前記周波数差に基づいて、前記キャリア生成器の生成する前記局部キャリアの周波数を更新し、前記搬送波の周波数をサーチするキャリアサーチ制御部をさらに含み、前記キャリアサーチ部の出力に基づいて、前記複数の衛星からの信号から航法メッセージを抽出して、位置情報を導出する位置情報導出部をさらに備える、位置測定装置。

【請求項2】 前記信号抽出部は、前記ダウンコンバート部からの信号と、前記キャリア生成器の生成する前記同相局部キャリアおよび前記直交局部キャリアとそれぞれ乗算して、前記同相チャネル信号および前記直交チャネル信号を生成するキャリア乗算器と、前記複数の衛星のうちの特定の衛星に対応したコード信号を生成するコード生成器と、前記コード生成器の出力と、前記同相チャネル信号および前記直交チャネル信号とをそれぞれ乗算するコード乗算器とを含む、請求項1記載の位置測定装置。

【請求項3】 前記周波数差計算部は、

前記記憶回路中の前記直交チャネル信号に対応する積分結果の総和および前記高速フーリエ変換による周波数成分のうち直流成分のそれぞれに所定の係数を乗算することで、前記高速フーリエ変換の直流成分を補正する、請求項2記載の位置測定装置。

【請求項4】 キャリアサーチ制御部は、

前記キャリア生成器の生成しているキャリア周波数に前記周波数差を加えた第1の推定周波数と、前記キャリア生成器の生成しているキャリア周波数から前記周波数差を減じた第2の推定周波数とに、前記キャリア周波数をそれぞれ設定した場合の前記第1および第2の積分器からの積分結果に基づいて、前記局部キャリアの周波数を設定する、請求項2記載の位置測定装置。

【請求項5】 前記周波数差計算部は、

前記記憶手段中の前記同相チャネル信号に対応する積分結果の所定数の2乗和と前記直交チャネル信号に対応する積分結果の所定数の2乗和との和の値が、所定のしきい値を超えた場合に、前記記憶回路中の前記同相チャネル信号に対応する積分結果に基づいて、高速フーリエ変換処理を行ない、前記記憶回路中の前記直交チャネル信号に対応する積分結果の総和を、前記高速フーリエ変換による周波数成分のうち直流成分の虚部として前記各周波数成分についてのパワーを求め、前記パワーの最大となる周波数を前記周波数差とする処理を行なう、請求項1記載の位置測定装置。

【請求項6】 複数の衛星からの信号を受信して、位置情報を導出するための位置測定方法であって、

前記複数の衛星からの信号を受信して、所定の間周波数信号に変換するステップと、前記中間周波数信号と同相キャリア信号および直交キャリア信号とを乗算することで、前記同相局部キャリア信号に対応する同相チャネル信号と、前記直交局部キャリア信号に対応する直交チャネル信号とを分離するステップと、前記同相チャネル信号と前記直交チャネル信号に対して、それぞれスペクトル逆拡散処理を行なうステップと、前記スペクトル逆拡散された信号に対して、それぞれ指定される積分時間だけ積分処理を行ない、第1および第2の積分結果を得るステップと、前記同相チャネル信号に対応する積分結果に基づいて、高速フーリエ変換処理を行なうステップと、前記直交チャネル信号に対応する積分結果の総和を前記高速フーリエ変換による周波数成分のうち直流成分の虚部とし、前記直流成分を補正するステップと、前記各周波数成分についてのパワーを求め、前記パワーの最大となる周波数を前記周波数差とするステップと、前記周波数差に基づいて、前記同相キャリア信号および直交キャリア信号の周波数を更新し、前記搬送波の周波

数をサーチするステップと、

前記サーチされた搬送波に基づいて、前記複数の衛星からの信号から航法メッセージを抽出して、位置情報を導出するステップとを備える、位置測定方法。

【請求項7】 前記直流成分を補正するステップは、前記直交チャネル信号に対応する積分結果の総和および前記高速フーリエ変換による周波数成分のうち直流成分のそれぞれに所定の係数を乗算することで、前記高速フーリエ変換の直流成分を補正するステップを含む、請求項6記載の位置測定方法。

【請求項8】 前記第1および第2の積分結果を得るステップの後に、

前記同相チャネル信号に対応する積分結果の所定数の2乗和と前記直交チャネル信号に対応する積分結果の所定数の2乗和との和の値が、所定のしきい値を超えるか否かに応じて、前記高速フーリエ変換処理を行なうステップへ処理を移行するかを判断するステップをさらに備える、請求項6記載の位置測定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、衛星からの信号をもとにユーザの位置を特定するための位置測定装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、周回衛星からの信号を受けることで、地球上のユーザの位置を高精度に特定可能な位置測定システム（以下、GPS: Global Positioning System）が実用化されている。このGPSにおいて使用されるGPS受信機では、複数のGPS衛星から発信された信号を同時に受信することで、位置の検出を行なう。

【0003】GPS衛星は、航法メッセージと呼ばれる送信データ（50bps）に、各GPS衛星ごとにユニークに割当てられた擬似ランダムコード（1.023MHz、1ms周期）を乗算し、これをキャリア（搬送波、約1.5GHz）に乗せて信号を送信する。キャリアの周波数は、全GPS衛星に共通であるが、送信データは、それぞれ、ユニークな擬似ランダムコードによってスペクトル拡散されているため、混信を生じることはない。

【0004】GPS受信機では、全GPS衛星からの送信信号を同時に受信し、各GPS衛星の信号ごとにスペクトル逆拡散処理を行ない、航法メッセージを取出す。同時に処理を行なう最大衛星数は、8～16程度が一般的である。スペクトル逆拡散処理では、GPS生成での送信時に乗算されたものと同一の擬似ランダムコードをキャリアに乗算し、乗算結果を一定時間に亘り積分することで相関値が導出される。ここで、上記積分を行なう時間は、擬似ランダムコードの1周期程度（1ms）である。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】スペクトル逆拡散処理において乗算する擬似ランダムコードとキャリアについては、それぞれ以下に説明するような不確定さが存在する。

【0006】（1）擬似ランダムコードの位相

（2）キャリア周波数

受信機内で生成され、キャリア信号に乗算される擬似ランダムコードは、キャリアにより伝搬される信号とその位相が合っていないければ、受信機は、キャリアから航法メッセージを取り出すことができない。擬似ランダムコードの位相は、予測が難しいため、一般的には不確定領域は擬似ランダムコードの全位相となる。

【0007】また、キャリア周波数の不確定さは、GPS衛星の運動によるドップラー効果、および受信機内部の発振器の周波数誤差の2つの原因で生じる。ドップラー効果のキャリア周波数に及ぼす影響は、最大5kHzであるが、その大きさは予測可能であり、不確定領域は5kHzよりも小さくなる。内部の発振器の誤差については、発振器の性能が大きく影響を及ぼす。温度補償付きの発振器を使用した場合、誤差は最大でも1kHzのオーダーであるが、そうでない場合は、キャリア周波数に及ぼす影響は最大100kHz程度までに達する。

【0008】GPS受信機での、スペクトル逆拡散処理においては、上記2つの不確定さによる2次元の不確定領域全体を、航法メッセージが得られるまでサーチする必要がある。サーチは、各サーチ点（特定の擬似ランダムコード位相と特定のキャリア位相によって決定される）ごとに相関値を求め、その値を予め設定されたしきい値と比較することによって行なう。

【0009】サーチ点の間隔は、信号を捕捉するために許容される最大のずれの2倍以下でなくてはならず、擬似ランダムコード位相では0.5μsec程度、キャリア周波数では1kHz程度である。したがって、キャリア周波数の不確定領域が10kHzであれば、サーチ点の個数は以下の式で表現される。

$$((1\text{ms}/0.5\mu\text{sec})) \times (10\text{kHz}/1\text{kHz}) = 20,000$$

したがって、1つのサーチ点での積分時間を1msecとすると、全不確定領域のサーチには、約20秒を要することになる。

【0010】ただし、内部発振器の発振周波数（局部発振周波数）の誤差が大きく、キャリア周波数の不確定領域が大きくなれば、サーチ時間もそれに応じて増大する。

【0011】温度補償のない安価な発振器を用いて、局部発振周波数の誤差が大きくなっても、高速にサーチを行なうための方法としてFFT（Fast Fourier Transform: 高速フーリエ変換）を用いる方法がある。FFTを用いた場合、一定の範囲の周波数の中から、真のキャリア周波数を推定することが可能になる。

【0012】具体的には、積分して求めた相関値を、実行するFFTのポイント数だけ蓄積しておき、それらの相関値を入力としてFFTを実行する。擬似ランダムコードの位相が一致しており、かつ真のキャリア周波数と内部キャリアの周波数（局部発振周波数）との差がFFTのサーチ範囲内であれば、その差にあたる周波数にピークが現れ、真のキャリア周波数を推定できる。

【0013】上述のようなFFTを用いた方法で重要となるのは、FFTでサーチできる周波数の範囲と精度である。サーチできる周波数の範囲はサンプル周波数に等しく、1つの相関値を求める積分時間が短いほど大きくなる。

【0014】また、サーチの精度は、サンプル周波数をポイント数で割ったものであり、ポイント数が多いほど向上する。上述の通り、キャリア周波数のサーチ精度としては1kHz程度が必要であるから、その逆数の1msecをポイント数で割った時間を、1つの相関値を求める積分時間とすれば良い。

【0015】たとえば、ポイント数を32とすると、積分時間は約31μsecであり、1度のFFTでサーチできる周波数の範囲は32kHzとなる。

【0016】さらにポイント数を増加させるとサーチ範囲が広がるが、擬似ランダムコードの性質上、あまり短い積分時間では、正しい相関が得られないため、感度が悪化する可能性がある。

【0017】図6は、従来のGPS受信機の構成のうち、キャリアのサーチを行なうキャリアサーチ部2000の構成を示す概略ブロック図である。

【0018】図6を参照して、信号入力ポート10には、受信信号を図示しないダウンコンバート部において数MHz程度の信号にダウンコンバートし、図示しないA/D変換器でサンプリングされた2ビットのデジタル信号が入力される。

【0019】局部キャリア生成器20は、指定された周波数であって、位相が互いに90度ずれた同相キャリアおよび直交キャリアを生成する。生成するキャリアの精度は、2ビットである。キャリア乗算器31および32は、それぞれ、入力信号に同相キャリアおよび直交キャリアを乗算する。キャリア乗算器31および32は、2ビットの入力信号と2ビットの同相キャリアまたは直交キャリアとの乗算を行ない4ビットの信号を出力する。

【0020】コード生成器40は、GPS衛星に対応する擬似ランダムコードを生成する。コード乗算器51および52は、それぞれ、キャリア乗算器31および32からの出力とコード生成器40からの擬似ランダムコードとを乗算する。

【0021】積分器61および62は、それぞれ、コード乗算器51および52からの出力を受けて、一定期間に亘って積分する。メモリ70は、積分器61および62で求められた積分結果を格納する。

【0022】周波数差計算部80は、以下に説明する手続きで、メモリ70に格納された積分結果をもとにFFTを実行し、入力信号に含まれるキャリアと局部キャリア生成器20で生成される局部キャリアとの周波数差を求める。

【0023】キャリアサーチ部90は、周波数差計算部80によって求めた周波数差をもとに、局部キャリア生成器20の生成する局部キャリア周波数を制御して、キャリアの制御を行なう。

【0024】以下に、従来のキャリアサーチ部2000の動作について説明する。ダウンコンバート部におけるA/D変換器のサンプリング周波数は、典型的には、4.092MHzであり、局部キャリア生成部20、キャリア乗算器31および32、コード生成器40、コード乗算器51および52、積分器61および62は、上記4.092MHzのクロックで動作する。

【0025】局部キャリア生成器20は、1サイクルごとに、2ビットの同相および直交キャリアを出力する。キャリア乗算器31および32は、1サイクルごとに2ビットの入力信号と2ビットの同相または直交キャリアとを乗算し、4ビットの信号を出力する。コード生成器40は、1サイクルごとに、特定のGPS衛星に対応する1ビットのコードを生成する。コード生成器40が各サイクルにおいて生成するコードは、±1をそれぞれ表す。

【0026】コード乗算器51および52は、1サイクルごとに、4ビットの入力と1ビットのコードの乗算を行ない、4ビットの信号を出力する。コード乗算器51および52は、コードが+1の場合は4ビットの入力をそのまま出力し、コードが-1の場合は、4ビットの入力の符号を反転して出力する。

【0027】積分器61および62の積分時間は、約31μsec（128サイクル）である。積分期間の最初に、積分器61および62内のアキュムレータは0に初期化され、積分器61および62は、1サイクルごとに4ビットの入力をアキュムレータに加算していく。積分期間の最後で、積分器61および62は、アキュムレータの値をメモリ70に書込む。

【0028】同相チャネルおよび直交チャネルの積分結果が、メモリ70にそれぞれ32個ずつ格納されると、周波数差計算部80がそれらの値を読み出してFFTを実行する。FFTの実行においては、同相チャネルと直交チャネルの積分結果を、それぞれ時間領域信号の実部および虚部とみなして、32ポイントの複素FFTを行なう。

【0029】すなわち、同相チャネルの積分結果および直交チャネルの積分結果をそれぞれI(n)、Q(n)（n：自然数、n=0, 1, 2, …, 31）とすると、求める周波数領域の信号は、以下ようになる。

【0030】
$$X(n) = \sum (I(k) + jQ(k))e$$

$$\times p(-jkn/32)$$

ここで、 j は虚数単位であり、 Σ は、 k について $k=0$ から $k=31$ までの和をとることを表す（以下、 Σ はすべてこの意味で用いる）。

【0031】以上のようにして求められた周波数領域の信号は、 $X(0) \sim X(15)$ が $0\text{kHz} \sim 15\text{kHz}$

$$P(n) = |X(n)|^2 \\ = \{ \text{Re}(X(n)) \}^2 + \{ \text{Im}(X(n)) \}^2$$

周波数差計算部80は、得られたパワーの最大値が一定のしきい値を超えていた場合、パワーが最大となった周波数が入力信号のキャリアと受信機内部で生成された局部キャリアとの周波数差であるとみなし、得られた周波数差をキャリアサーチ部90に送信する。

【0033】キャリアサーチ部90は、周波数差計算部80で求められた周波数差を、現在のキャリア生成器20の周波数設定値に加算し、キャリア生成器20の生成するキャリア周波数の再設定を行なう。

【0034】以上説明した従来のGPS受信機では、広範囲の周波数をサーチできる反面、FFTの処理の負荷が大きいという問題点がある。キャリアのサーチは、擬似ランダムコードの位相とキャリア周波数が一致するまで繰り返されなければならないため、従来のGPS受信機の構成を典型的な周波数で動作させた場合、1msecごとに毎回FFTを実行できる必要がある。ソフトウェアによって以上のような処理を行なう場合、このような処理には数MIPS程度の能力を有するCPUが必要となることを意味する。また、複数のチャンネルで同時にサーチを行なう場合は、CPUはチャンネル数分だけ必要になってしまう。

【0035】この発明は、上記のような問題点を解決するためになされたものであって、その目的は、キャリアのサーチの処理を軽減することが可能な位置測定装置を提供することである。

【0036】

【課題を解決するための手段】請求項1記載の位置測定装置は、複数の衛星からの信号を受信して、位置情報を導出するための位置測定装置であって、複数の衛星からの信号を受信して、所定の中間周波数信号に変換するダウンコンバート部と、ダウンコンバート部の出力をうけて、複数の衛星からの信号の搬送波の周波数をサーチするためのキャリアサーチ部とを備え、キャリアサーチ部は、同相局部キャリア信号および直交局部キャリア信号を生成するキャリア生成器と、ダウンコンバート部からの信号とキャリア生成器の出力とに基づいて、同相局部キャリア信号に対応する同相チャンネル信号と、直交局部キャリア信号に対応する直交チャンネル信号とを分離し、スペクトル逆拡散処理を行なう信号抽出部と、信号抽出部からの出力をそれぞれ受けて、指定される積分時間だけ積分処理を行なう第1および第2の積分器と、第1および第2の積分器から積分時間ごとに演算される複数の

に、 $X(17) \sim X(31)$ が $-15\text{kHz} \sim -1\text{kHz}$ に対応する。周波数差計算部80は、得られた周波数領域の信号の各周波数におけるパワーを求めるために、各周波数ごとに実部と虚部の2乗和を計算する。すなわち、各周波数のパワーは、以下の式で表される。

【0032】

積分結果を保持する記憶回路と、ダウンコンバート部からの信号に含まれるキャリア周波数と、局部キャリア周波数との周波数差を導出するための周波数差計算部とを含み、周波数差計算部は、 i) 記憶回路中の同相チャンネル信号に対応する積分結果に基づいて、高速フーリエ変換処理を行ない、 ii) 記憶回路中の直交チャンネル信号に対応する積分結果の総和を、高速フーリエ変換による周波数成分のうち直流成分の虚部とし、 iii) 各周波数成分についてのパワーを求め、パワーの最大となる周波数を周波数差とし、周波数差に基づいて、キャリア生成器の生成する局部キャリアの周波数を更新し、搬送波の周波数をサーチするキャリアサーチ制御部をさらに含み、キャリアサーチ部の出力に基づいて、複数の衛星からの信号から航法メッセージを抽出して、位置情報を導出する位置情報導出部をさらに備える。

【0037】請求項2記載の位置測定装置は、請求項1記載の位置測定装置の構成に加えて、信号抽出部は、ダウンコンバート部からの信号と、キャリア生成器の生成する同相局部キャリアおよび直交局部キャリアとそれぞれ乗算して、同相チャンネル信号および直交チャンネル信号を生成するキャリア乗算器と、複数の衛星のうちの特定の衛星に対応したコード信号を生成するコード生成器と、コード生成器の出力と、同相チャンネル信号および直交チャンネル信号とをそれぞれ乗算するコード乗算器とを含む。

【0038】請求項3記載の位置測定装置は、請求項2記載の位置測定装置の構成に加えて、周波数差計算部は、記憶回路中の直交チャンネル信号に対応する積分結果の総和および高速フーリエ変換による周波数成分のうち直流成分のそれぞれに所定の係数を乗算することで、高速フーリエ変換の直流成分を補正する。

【0039】請求項4記載の位置測定装置は、請求項2記載の位置測定装置の構成に加えて、キャリアサーチ制御部は、キャリア生成器の生成しているキャリア周波数に周波数差を加えた第1の推定周波数と、キャリア生成器の生成しているキャリア周波数から周波数差を減じた第2の推定周波数とに、キャリア周波数をそれぞれ設定した場合の第1および第2の積分器からの積分結果に基づいて、局部キャリアの周波数を設定する。

【0040】請求項5記載の位置測定装置は、請求項1記載の位置測定装置の構成に加えて、周波数差計算部は、記憶手段中の同相チャンネル信号に対応する積分結果

の所定数の2乗和と直交チャネル信号に対応する積分結果の所定数の2乗和との和の値が、所定のしきい値を超えた場合に、記憶回路中の同相チャネル信号に対応する積分結果に基づいて、高速フーリエ変換処理を行ない、記憶回路中の直交チャネル信号に対応する積分結果の総和を、高速フーリエ変換による周波数成分のうち直流成分の虚部として各周波数成分についてのパワーを求め、パワーの最大となる周波数を周波数差とする処理を行なう。

【0041】請求項6記載の位置測定方法は、複数の衛星からの信号を受信して、位置情報を導出するための位置測定方法であって、複数の衛星からの信号を受信して、所定の中間周波数信号に変換するステップと、中間周波数信号と同相キャリア信号および直交キャリア信号とを乗算することで、同相局部キャリア信号に対応する同相チャネル信号と、直交局部キャリア信号に対応する直交チャネル信号とを分離するステップと、同相チャネル信号と直交チャネル信号に対して、それぞれスペクトル逆拡散処理を行なうステップと、スペクトル逆拡散された信号に対して、それぞれ指定される積分時間だけ積分処理を行ない、第1および第2の積分結果を得るステップと、同相チャネル信号に対応する積分結果に基づいて、高速フーリエ変換処理を行なうステップと、直交チャネル信号に対応する積分結果の総和を高速フーリエ変換による周波数成分のうち直流成分の虚部とし、直流成分を補正するステップと、各周波数成分についてのパワーを求め、パワーの最大となる周波数を周波数差とするステップと、周波数差に基づいて、同相キャリア信号および直交キャリア信号の周波数を更新し、搬送波の周波数をサーチするステップと、サーチされた搬送波に基づいて、複数の衛星からの信号から航法メッセージを抽出して、位置情報を導出するステップとを備える。

【0042】請求項7記載の位置測定方法は、請求項6記載の位置測定方法の構成に加えて、直流成分を補正するステップは、直交チャネル信号に対応する積分結果の総和および高速フーリエ変換による周波数成分のうち直流成分のそれぞれに所定の係数を乗算することで、高速フーリエ変換の直流成分を補正するステップを含む。

【0043】請求項8記載の位置測定方法は、請求項6記載の位置測定方法の構成に加え、第1および第2の積分結果を得るステップの後に、同相チャネル信号に対応する積分結果の所定数の2乗和と直交チャネル信号に対応する積分結果の所定数の2乗和との和の値が、所定のしきい値を超えるか否かに応じて、高速フーリエ変換処理を行なうステップへ処理を移行するかを判断するステップをさらに備える。

【0044】

【発明の実施の形態】〔実施の形態1〕図1は、本発明の実施の形態1のGPS受信機100の構成を説明するための概略ブロック図である。

【0045】図1を参照して、GPS受信機100は、GPS衛星からの信号を受けるアンテナ102と、アンテナ102からの信号を受けて、所定の中間周波数、たとえば、数MHzの中間周波数信号に変換するダウンコンバート部104と、ダウンコンバート部104からの信号を受けて、それぞれが特定のGPS衛星からのキャリアをサーチする複数のキャリアサーチ部1000と、キャリアサーチ部1000からの局部キャリアを受けて、各GPS衛星からの航法メッセージを抽出する航法メッセージ抽出部106と、航法メッセージ抽出部からの航法メッセージを受けて、当該GPS受信機の位置情報を導出する位置算出部108とを備える。

【0046】図2は、図1に示したキャリアサーチ部1000の構成を説明するための概略ブロック図であり、図6と対比される図である。

【0047】キャリアサーチ部1000の構成が、従来のキャリアサーチ部2000の構成と異なる点は、後に説明するように、周波数計算部80が周波数計算部82と置き換えられ、キャリアサーチ制御部90がキャリアサーチ制御部92と置き換えられ、かつ、積分器61および62の動作が、キャリアサーチ制御部92によって制御される構成となっていることである、その他の点は、従来のキャリアサーチ部2000の構成と同様であるので同一部分には、同一符号を付してその説明は繰返さない。

【0048】つぎに、キャリアサーチ部1000の動作の概略を説明すると、以下のとおりである。

【0049】ダウンコンバート部102におけるA/D変換器のサンプリング周波数も、たとえば、4.092MHzであるものとする。

【0050】このとき、局部キャリア生成部20、キャリア乗算器31および32、コード生成器40、コード乗算器51および52、積分器61および62は、上記4.092MHzのクロックで動作する。

【0051】局部キャリア生成器20は、1サイクルごとに、2ビットの同相および直交キャリアを出力する。キャリア乗算器31および32は、1サイクルごとに2ビットの入力信号と2ビットの同相または直交キャリアとを乗算し、4ビットの信号を出力する。コード生成器40は、1サイクルごとに、特定のGPS衛星に対応する1ビットのコードを生成する。コード生成器40が各サイクルにおいて生成するコードは、±1をそれぞれ表す。

【0052】コード乗算器51および52は、1サイクルごとに、4ビットの入力と1ビットのコードの乗算を行ない、4ビットの信号を出力する。コード乗算器51および52は、コードが+1の場合は4ビットの入力をそのまま出力し、コードが-1の場合は、4ビットの入力の符号を反転して出力する。

【0053】積分器61および62の積分時間は、約3

1 μ sec (128 サイクル) である。積分期間の最初に、積分器61および62内のアキュムレータは0に初期化され、積分器61および62は、1サイクルごとに4ビットの入力をアキュムレータに加算していく。積分期間の最後で、積分器61および62は、アキュムレータの値をメモリ70に書込む。

【0054】同相チャネルおよび直交チャネルの積分結果が、メモリ70にそれぞれ32個ずつ格納されると、周波数差計算部80がそれらの値を読み出してFFTを

$$X(n) = \sum I(k) \exp(-jkn/32) \quad \dots (1)$$

ここで、 $XC(n) = I(n) + jQ(n)$ として、 $XC(n)$ に含まれる信号成分が、式(1)の計算によってどのように周波数領域の信号として現れるかを以下考えることにする。 $XC(n)$ が、周波数 ω (kHz) で

$$XC(n) = A \exp(j(n\omega/32 + \theta)) \quad \dots (2)$$

$$I(n) = A/2 \{ \exp(j(n\omega/32 + \theta)) + \exp(-j(n\omega/32 + \theta)) \} \quad \dots (3)$$

この式(3)を式(1)に代入すると、

$$X(n) = 16A \left[\sum \{ \exp(j(k(\omega - n)/32 + \theta)) + \exp(-j(k(\omega + n)/32 + \theta)) \} \right] \quad \dots (4)$$

ここで、 ω が整数の場合を考えると、式(4)の第2項の k についての和は、 $n \neq 0$ のとき、常に0である。

【0059】一方、第1項の和は $\omega \neq n$ のとき常に0に

i) $\omega = 0$ のとき

$$X(0) = 32A \cos \theta \quad \dots (5)$$

$$X(n) = 0 \quad (n=1, 2, \dots, 31) \quad \dots (6)$$

ii) $\omega \neq 0$ のとき

$$X(n) = 16A \exp(j\theta) \quad (n=\omega) \quad \dots (7)$$

$$X(n) = 0 \quad (n \neq \omega) \quad \dots (8)$$

したがって、 $\omega = n$ の場合の、実FFTの結果の n (kHz) の周波数成分のパワーは、以下ようになる。

$$【0061】 P(0) = 1024A^2 \cos^2 \theta$$

$$P(n) = 256A^2 \quad (n \neq 0)$$

つまり、 $\omega = 0$ の場合に限り、0 kHz に現れるパワーが、 $XC(n)$ の初期位相に依存することになる。

【0062】これを補正するために、まず、 $Q0$ を以下

$$X'(0) = 16A \exp(j\theta) \quad (\omega = 0)$$

$$X'(0) = 0 \quad (\omega \neq 0)$$

つまり、 $\omega = 0$ の場合も、上記式(5)(6)の場合と異なり、 $\omega \neq 0$ の場合の式(7)(8)と同様のパワーが $n = \omega$ に相当する周波数に現れることになる。

【0064】図3は、実施の形態1のキャリアサーチ部1000の動作、とくに、周波数差計算部82およびキャリアサーチ制御部92の動作を説明するためのフローチャートである。

【0065】まず、入力信号と同相局部キャリアとの積にコードを積算した結果、および入力信号と直交局部キャリアとの積にコードを積算した結果を、所定サイクル数(たとえば、128 サイクル)だけ積分した結果を、所定個数(たとえば、32 個)だけ、メモリ70に格納

実行する。

【0055】FFTの実行においては、同相チャネルの積分結果を、時間領域信号の実部とみなして、32ポイントの実FFTを行なう。

【0056】すなわち、同相チャネルの積分結果および直交チャネルの積分結果をそれぞれ $I(n)$ 、 $Q(n)$ (n : 自然数、 $n=0, 1, 2, \dots, 31$) とすると、求める周波数領域の信号は、以下ようになる。

【0057】

初期位相 θ の正弦波であるとする、 $XC(n)$ および $I(n)$ は以下のように表される。

【0058】

なる。つまり、まとめると式(4)の値は、以下になる。

【0060】

の式で定義する。

$$Q0 = \sum Q(k) = 32A \sum \sin(k\omega/32 + \theta)$$

この $Q0$ を用いて、 $X'(0) = 1/2 \{X(0) + jQ0\}$ を $X(0)$ の代わりに用いることにすると、実FFTの結果の0 (kHz) の周波数成分のパワーは、以下ようになる。

【0063】

する(ステップS100)。

【0066】周波数計算部82は、同相チャネルの32個の積分結果を時間領域信号の実部とみなして、32ポイントの実FFTを行なう(ステップS103)。

【0067】つぎに、直交チャネルの32個の積分結果の総和を求める(ステップS104)。

【0068】ステップS104で求めた総和を、(1)で求めたFFT結果の0 kHz 成分に虚部として加える(ステップS106)。

【0069】ステップS106で得られた0 kHz 成分に $1/2$ を乗算する(ステップS108)。

【0070】以上のようにして補正したFFT成分に基

づいて、0～15 kHzの各信号のパワーを求める（ステップS110）。

【0071】ステップS110で得られたパワーに基づいて、パワーが最大となる周波数 Δf を求める（ステップS112）。

【0072】周波数差計算部82は、以上のようにして得られたパワー最大の周波数 Δf をキャリアサーチ制御部92に送る。キャリアサーチ制御部92は、周波数計算部82から与えられた周波数 Δf と、キャリア生成器20の生成する局部キャリアの現在の周波数 f_c をもとに新たにサーチを行なう2つの周波数 f_{c+} と f_{c-} とを以下のようにして決定する（ステップ116）。

$$\begin{aligned} f_{c+} &= f_c + \Delta f \\ f_{c-} &= f_c - \Delta f \end{aligned}$$

ここで、このように周波数の推定に実FFTを用いた場合、2つの推定値を用いるのは、複素FFTと異なり、周波数差の符号が不定となるためである。

【0074】以上の推定値が得られると、キャリアサーチ制御部92は、以下に説明するように、キャリア生成器20および積分器61および62を制御して、受信信号の真のキャリア周波数を求める（ステップS118）。

【0075】キャリアサーチ制御部92の制御にしたがって、キャリア生成器20は、受信波のキャリア周波数（真の周波数）と判断された周波数で発振を開始する（ステップS120）。

【0076】図4は、キャリアサーチ部92が行なう処理（ステップ118）をより詳しく説明するためのフローチャートである。

【0077】まず、キャリアサーチ部92は、キャリア生成器20の生成する局部キャリア周波数として、 f_{c+} に設定する（ステップS202）。つぎに、キャリアサーチ部92は、積分器61および62の積分期間を、たとえば、1 msecに変更する（ステップ204）。積分期間を長くすることで、更新した局部キャリア周波数と受信波のキャリア周波数の周波数差の測定感度を向上させることが可能となる。

【0078】積分器61および62からそれぞれ1つずつの積分結果がメモリ70に格納されると、周波数差計算部82は、それらの積分結果を読み出して、それらの2乗和を求める（ステップS206）。

【0079】つぎに、キャリアサーチ制御部92は、キャリア生成器20の生成する局部キャリア周波数として、 f_{c-} に設定する（ステップS208）。

【0080】積分器61および62からそれぞれ1つずつの積分結果がメモリ70に格納されると、周波数差計算部82は、それらの積分結果を読み出して、それらの2乗和を求める（ステップS210）。

【0081】周波数差計算部82は、2つの周波数 f_{c+} および f_{c-} をそれぞれ設定した場合の、積分器61およ

び62からの積分結果の2乗和を比較し（ステップS212）、大きい方の値が一定のしきい値を超えている場合には（ステップS214）、その時の周波数を真の周波数と判断し、その周波数をキャリアサーチ制御部92に出力する。

【0082】キャリアサーチ制御部92は、周波数差計算部82から受けとった周波数を改めてキャリア生成器20の発振周波数として設定する（ステップS216）。

【0083】一方、いずれの2乗和もしきい値を超えていない場合は（ステップS214）、キャリアサーチ制御部92は、キャリア生成器20にもとの周波数 f_c を設定し直し、積分器61および62の積分期間を再び31 msecに設定する（ステップS218）。

【0084】以上のような処理を、キャリアサーチ制御部92が、積分器61および62、キャリア生成器20を制御して行なうことで、周波数差計算の処理量を削減することができる。

【0085】たとえば、周波数差計算の処理に32ビットの組込み型マイクロプロセッサを用いた場合、従来のGPS受信機2000の構成では、1 msecごとに32ポイントの複素FFTを実行するための処理量は、約3.2 MIPSである。これに対して、実施の形態1のGPS受信機1000では、複素FFTを実FFTで置き換えることにより、処理量を約1.7 MIPSに削減することができる。

【0086】これは同時にサーチを行なうGPS衛星1個あたりの処理量であり、たとえば、8個同時にサーチを行なう受信機に適用した場合、約26 MIPSの処理量を、約14 MIPSに削減することができる。

【0087】〔実施の形態2〕図5は、本発明の実施の形態2のキャリアサーチ部1000の動作、とくに、周波数差計算部82およびキャリアサーチ制御部92の動作を説明するためのフローチャートである。

【0088】実施の形態2のGPS受信装置の構成は、基本的に実施の形態1のGPS受信装置1000の構成と同様である。ただし、図5に示すステップS101～S102までの処理を周波数差計算部82が行なう点が、実施の形態1のGPS受信装置1000の動作と異なる。

【0089】すなわち、周波数差計算部82は、メモリ70から同相チャネルに対応する32個の積分結果および直交チャネルに対応する32個の積分結果を読み出した後、それらの総パワーを以下の式で計算する（ステップS101）。

$$P_0 = \sum \{ (I(k))^2 + (Q(k))^2 \}$$

つづいて、周波数計算部82は、この総パワー P_0 の値が、所定の総パワーに対するしきい値を超えるか否かを判定する（ステップS102）。

【0091】総パワーP0が、所定のしきい値を超えた場合は、実施の形態1と同様にして、以降のステップに処理が進む。

【0092】これに対して、総パワーP0が、所定のしきい値を超えない場合は、周波数差計算部82は、同相チャネルおよび直交チャネルの32個ずつの積分結果が、再びメモリ70に格納されるまで待機するために、ステップS100に処理が復帰する。

【0093】このような処理ステップS101～S102を付け加えるのは、コード生成器40の生成するコードの位相が、入力信号に含まれるコードの位相と一致していない場合は、擬似ランダムコードの性質から総パワーP0の値が小さくなることを利用するためである。このような構成とすることで、実施の形態1のGPS受信機1000の奏する効果に加えて、コードの位相が一致している可能性が高い場合にのみ、以後の処理を行なうことによって、全体の処理量をさらに削減することが可能である。

【0094】今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は上記した説明ではなくて特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

【0095】

【発明の効果】請求項1～4記載の位置測定装置は、実高速フーリエ変換処理を行なうことにより、周波数差計算の処理量を削減することが可能である。

【0096】請求項5記載の位置測定装置は、あらかじめ入力信号と生成するコード信号との位相の一致を評価した後に処理を開始するので、請求項1記載の位置測定装置の奏する効果に加えて、一層、周波数差計算の処理

量を削減することが可能である。

【0097】請求項6および7記載の位置測定方法は、実高速フーリエ変換処理を行なうことにより、周波数差計算の処理量を削減することが可能である。

【0098】請求項8記載の位置測定方法は、あらかじめスペクトル逆拡散処理での位相の一致を評価した後に処理を開始するので、請求項6記載の位置測定方法の奏する効果に加えて、一層、周波数差計算の処理量を削減することが可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の実施の形態1のGPS受信機100の構成を説明するための概略ブロック図である。

【図2】 図1に示したキャリアサーチ部1000の構成を説明するための概略ブロック図である。

【図3】 実施の形態1の周波数差計算部82およびキャリアサーチ制御部92の動作を説明するためのフローチャートである。

【図4】 キャリアサーチ部92が行なう処理（ステップ118）をより詳しく説明するためのフローチャートである。

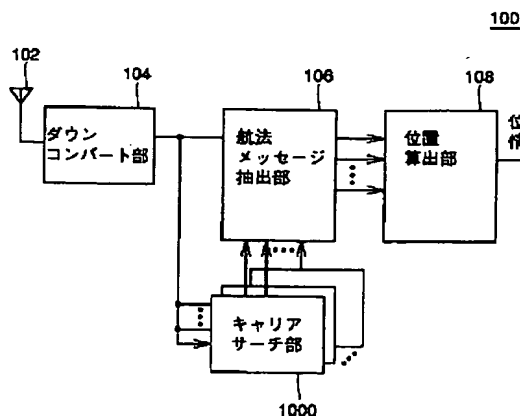
【図5】 実施の形態2の周波数差計算部82およびキャリアサーチ制御部92の動作を説明するためのフローチャートである。

【図6】 従来のGPS受信機の構成のうち、キャリアのサーチを行なうキャリアサーチ部2000の構成を示す概略ブロック図である。

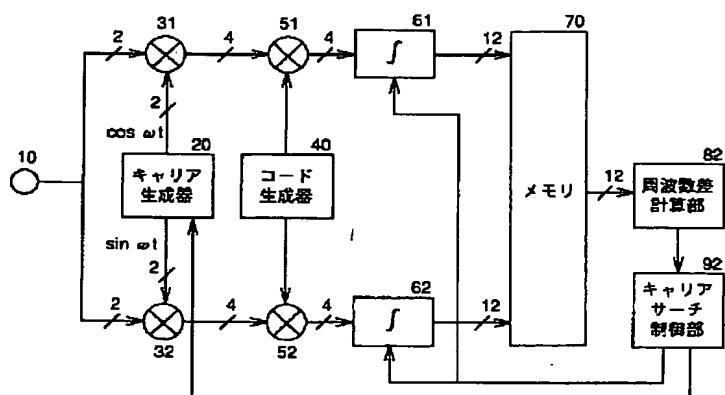
【符号の説明】

100 位置測定装置、102 アンテナ、104 ダウンコンバート部、106 航法メッセージ抽出部、108 位置算出部、1000、2000 キャリアサーチ部。

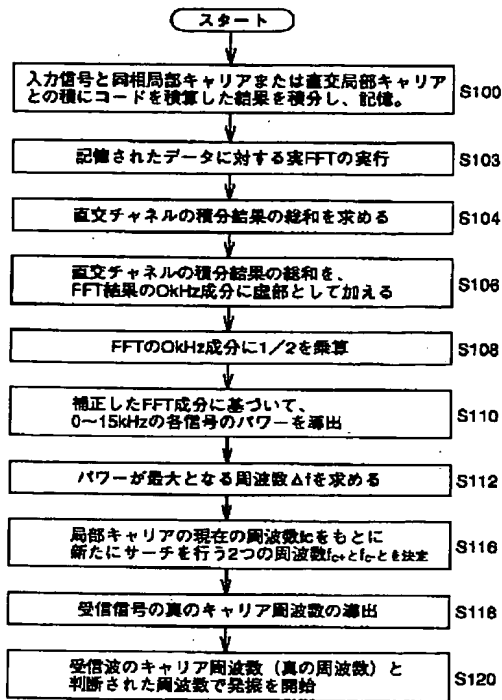
【図1】



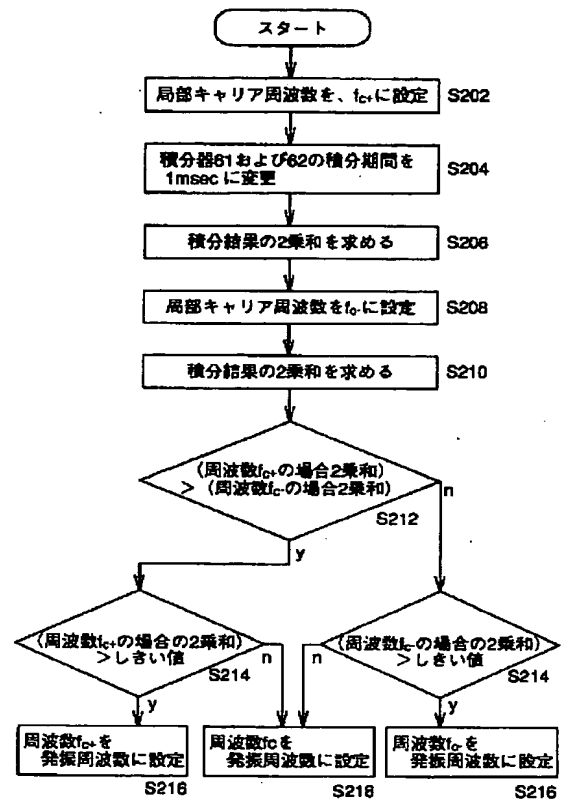
【図2】



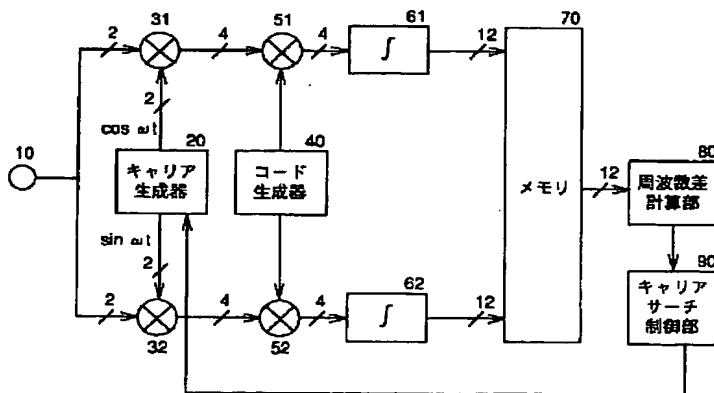
【図3】



【図4】



【図6】



【図5】

